

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: 2002189074 A

(43) Date of publication of application: 05.07.02

(51) Int. Cl. G01S 13/34

(21) Application number: 2000391171

(71) Applicant: TOYOTA MOTOR CORP

(22) Date of filing: 22.12.00

(72) Inventor: KAWAKUBO JUNJI

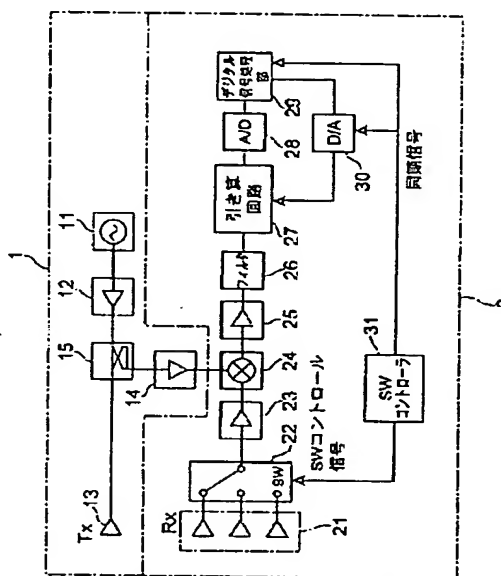
(54) FM-CW RADAR

COPYRIGHT: (C)2002.JPO

(57) Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide an FM-CW radar which can effectively utilize a dynamic range of an A/D converter.

**SOLUTION:** The FM-CW radar is provided with a noise-extracting means for extracting an FM-AM conversion noise, superimposed with a beat signal as a result of the frequency modulation operation of a transmitting part from the digital beat signal, separated for each element antenna, in a digital form by each element antenna; a noise synthesis means for generating a series of synthetic FM-AM conversion noise in a digital form by sampling the FM-AM conversion noise for each element antenna in the digital form extracted by the noise extraction means, according to a switching timing and a switching order of change-over switches; a D/A converter for converting the synthetic FM-AM conversion noise in the digital form to a synthetic FM-AM conversion noise having an analog form; and a subtraction means for subtracting the synthetic FM-AM conversion noise into analog form, from the beat signal.



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2002-189074

(P2002-189074A)

(43) 公開日 平成14年7月5日(2002.7.5)

(51) Int.Cl.

識別記号

F I

テーマコード(参考)

G 0 1 S 13/34

G 0 1 S 13/34

5 J 0 7 0

審査請求 未請求 請求項の数 3 O L (全 7 頁)

(21) 出願番号 特願2000-391171(P2000-391171)

(22) 出願日 平成12年12月22日(2000.12.22)

(71) 出願人 000003207

トヨタ自動車株式会社

愛知県豊田市トヨタ町1番地

(72) 発明者 川久保 淳史

愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内

(74) 代理人 100088155

弁理士 長谷川 芳樹 (外1名)

Fターム(参考) 5J070 AB19 AC02 AC06 AC13 AD02

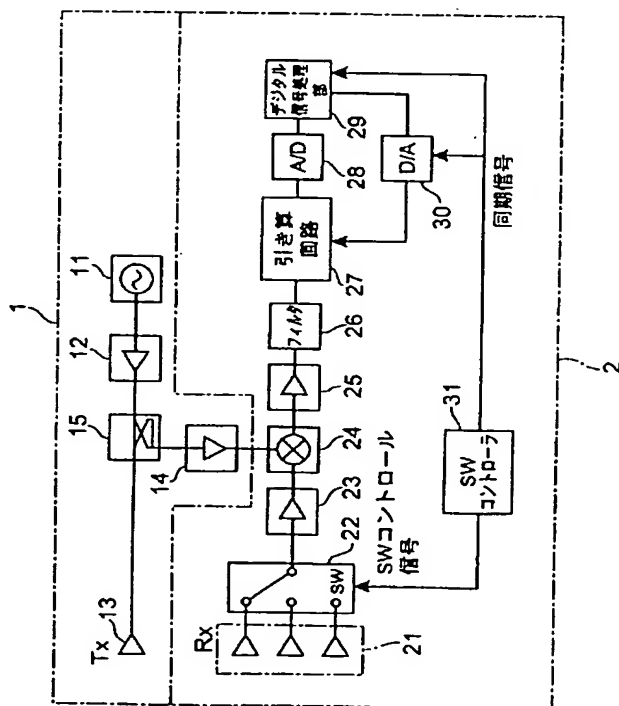
AD03 AD09 AH31 AH39 AK28

(54) 【発明の名称】 FM-CWレーダ装置

(57) 【要約】

【課題】 A/D変換器のダイナミックレンジを有効利用することができるFM-CWレーダ装置を提供すること。

【解決手段】 FM-CWレーダ装置において、ビート信号に重畳された送信部の周波数変調動作に起因するFM-AM変換ノイズを素子アンテナ別デジタルビート信号から素子アンテナ別にデジタル形式で抽出するノイズ抽出手段と、ノイズ抽出手段で抽出されたデジタル形式の素子アンテナ別FM-AM変換ノイズを切換スイッチの切り換えタイミングおよび切り換え順に従ってサンプリングすることにより一列の合成FM-AM変換ノイズをデジタル形式で生成するノイズ合成手段と、デジタル形式の合成FM-AM変換ノイズをアナログ形式の合成FM-AM変換ノイズに変換するD/A変換器と、アナログ形式の合成FM-AM変換ノイズをビート信号から引き算する引き算手段とを備えた。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】周波数変調の施された連続波である送信信号を送信する送信部と、複数の素子アンテナを備えた受信用アレーアンテナと、前記各素子アンテナとの接続が周期的に高速で切り換えられる切換スイッチと、前記切換スイッチで周期的に切り換えられて一列に多重化された前記各素子アンテナで受信した受信信号に前記送信信号をミキシングしてビート信号を出力するミキサと、前記ビート信号をデジタルビート信号に変換するA/D変換器と、前記デジタルビート信号を前記素子アンテナ別のデジタルビート信号に分離した後に所定の信号処理を施してターゲット検出を行う信号処理部とを備えたFM-CWレーダ装置において、前記ビート信号に重畳された前記送信部の周波数変調動作に起因するFM-AM変換ノイズを、前記素子アンテナ別デジタルビート信号から素子アンテナ別にデジタル形式で抽出するノイズ抽出手段と、前記ノイズ抽出手段で抽出されたデジタル形式の素子アンテナ別FM-AM変換ノイズを前記切換スイッチの切り換えタイミングおよび切り換え順に従ってサンプリングすることにより一列の合成FM-AM変換ノイズをデジタル形式で生成するノイズ合成手段と、前記デジタル形式の合成FM-AM変換ノイズをアナログ形式の合成FM-AM変換ノイズに変換するD/A変換器と、前記アナログ形式の合成FM-AM変換ノイズを前記ビート信号から引き算する引き算手段とを備えたことを特徴とするFM-CWレーダ装置。

【請求項2】前記ノイズ抽出手段がデジタルローパスフィルタであることを特徴とする請求項1に記載のFM-CWレーダ装置。

【請求項3】前記デジタルローパスフィルタから出力されるFM-AM変換ノイズを平滑化する平滑手段をさらに備え、前記D/A変換器に平滑化されたデジタル形式のFM-AM変換ノイズを入力することを特徴とする請求項1に記載のFM-CWレーダ装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】この発明は、送信信号として周波数変調された連続波信号を用い、受信信号と送信信号とのビート信号からターゲットの距離等を検知するFM-CWレーダ装置に関するものであり、特に、ビート信号をデジタルビート信号に変換するA/D変換器を備え、デジタルビート信号に対してデジタル演算処理を施してターゲット検出を行うFM-CWレーダ装置に関するものである。

## 【0002】

【従来の技術】この種のFM-CWレーダ装置として、特開平11-160423号に開示されたレーダ装置がある。この従来のレーダ装置は、複数の素子アンテナを

備えたアレーアンテナを受信アンテナとして備え、各素子アンテナの受信信号を高速に周期的に切り換えて一列の受信信号とし、この一列の受信信号を一つのミキサにおいて送信信号とミキシングすることによりダウンコンバートする構成を備えている。このような構成にすることにより、それまでは素子アンテナ毎に設けられていた高価なミキサ等の高周波回路を素子アンテナ間で共用化し、製造コストの大幅な低減を図ることを可能にした。

## 【0003】

【発明が解決しようとする課題】ところが、FM-CWレーダ装置では、FM-AM変換ノイズと呼ばれる送信部に起因するノイズが発生する。FM-CWレーダ装置では周波数が直線的に上下に変化する三角波変調された送信信号が一般に用いられ、この三角波変調の三角波に同期した電圧変動がビート信号上に重畳される。この電圧変動がFM-AM変換ノイズであり、三角波変調の場合には特に三角波ノイズとも呼ばれる。このようなFM-AM変換ノイズは、発振器パワーの周波数特性やミキサゲインの周波数特性等によりそのノイズ特性が決定されるが、各素子アンテナ毎に回り込み量および位相が相違するため、素子アンテナ毎に異なるノイズとなる。

【0004】FM-AM変換ノイズを含んだ状態でビート信号を歪みなくデジタルビート信号に変換するためには、FM-AM変換ノイズを含めたビート信号の振幅がA/D変換器のダイナミックレンジに納まるようにしなければならない。しかし、この場合には、ビート信号の振幅はA/D変換器のダイナミックレンジを十分に使い切ることができなくなるという問題が生じる。たとえば、12ビットA/D変換器であるにもかかわらずビート信号に対しては最大9ビットまでしか使えないという事態が生じる。つまり、FM-AM変換ノイズのためにA/D変換器の実質的なダイナミックレンジが狭くなり、A/D変換器に能力に見合った十分なS/Nを確保することができなくなる。

【0005】この問題に関して、素子アンテナ毎にミキサ等の高周波回路が設けられているFM-CWレーダ装置であれば、適切なハイパスフィルタ等をミキサの直後に設けることでFM-AM変換ノイズを除去することができる。

【0006】しかし、上述した素子アンテナ切り換え型のFM-CWレーダ装置の場合には、ミキサの後段に単にローパスフィルタを設けるだけではFM-AM変換ノイズを除去することはできない。なぜなら、FM-AM変換ノイズは素子アンテナ毎に異なっており、それらのFM-AM変換ノイズがビート信号と一緒に高速で切り換えられているため、FM-AM変換ノイズの周波数は元々の三角波変調周波数とは全く異なる高速切り換え周波数近辺の周波数域に移っているからである。

【0007】そこで、素子アンテナ切り換え型のFM-

CWレーダ装置であっても、FM-AM変換ノイズを除去してからビート信号をA/D変換器に入力することができるFM-CWレーダ装置が求められていた。

【0008】

【課題を解決するための手段】本発明のFM-CWレーダ装置はこのような課題を解決するためになされたものであり、周波数変調の施された連続波である送信信号を送信する送信部と、複数の素子アンテナを備えた受信用アレーアンテナと、各素子アンテナとの接続が周期的に高速で切り換えられる切換スイッチと、切換スイッチで周期的に切り換えられて一列に多重化された各素子アンテナで受信した受信信号に送信信号をミキシングしてビート信号を出力するミキサと、ビート信号をデジタルビート信号に変換するA/D変換器と、デジタルビート信号を素子アンテナ別のデジタルビート信号に分離した後に所定の信号処理を施してターゲット検出を行う信号処理部とを備えたFM-CWレーダ装置において、ビート信号に重畳された送信部の周波数変調動作に起因するFM-AM変換ノイズを、素子アンテナ別デジタルビート信号から素子アンテナ別にデジタル形式で抽出するノイズ抽出手段と、ノイズ抽出手段で抽出されたデジタル形式の素子アンテナ別FM-AM変換ノイズを切換スイッチの切り換えタイミングおよび切り換え順に従ってサンプリングすることにより一列の合成FM-AM変換ノイズをデジタル形式で生成するノイズ合成手段と、デジタル形式の合成FM-AM変換ノイズをアナログ形式の合成FM-AM変換ノイズに変換するD/A変換器と、アナログ形式の合成FM-AM変換ノイズをビート信号から引き算する引き算手段とを備えたことを特徴とする。

【0009】FM-AM変換ノイズは変調周期の一周期毎に大幅に変化することはない。すなわち、ノイズ抽出手段、ノイズ合成手段およびD/A変換器を経て生成されたアナログ形式の合成FM-AM変換ノイズは、その後しばらくは、任意の一周期において取得されるビート信号に重畳されているFM-AM変換ノイズと実質的に同じものといえる。したがって、このアナログ形式の合成FM-AM変換ノイズを引き算回路で後続のビート信号から除去すれば、実質的にFM-AM変換ノイズを含まないビート信号を取得できる。

【0010】なお、A/D変換器のダイナミックレンジを、FM-AM変換ノイズを含まないビート信号振幅に合わせて設定している場合、FM-AM変換ノイズを含むビート信号がA/D変換器に最初に入力される時点では、その入力信号はA/D変換器のダイナミックレンジを飽和してしまう。したがって、ノイズ抽出手段で抽出される当初の素子アンテナ別FM-AM変換ノイズは本来のノイズレベルよりも低い値を示し、結果として、D/A変換器で生成される合成FM-AM変換ノイズも本来のレベルよりも低くなる。しかし、引き算手段におい

て繰り返し合成FM-AM変換ノイズの引き算を行うことにより、徐々にFM-AM変換ノイズを低下させることができるので、複数回の引き算処理を重ねれば、FM-AM変換ノイズをほぼ完全に除去することができる。したがって、A/D変換器のダイナミックレンジを、FM-AM変換ノイズを含まないビート信号振幅に合わせて狭く設定しても、飽和なくA/D変換を行うことが可能となる。

【0011】ノイズ抽出手段の具体例としては、デジタルローパスフィルタが考えられる。また、デジタルローパスフィルタから出力されたデジタル形式のFM-AM変換ノイズに揺らぎが残る場合があるので、この揺らぎを除去するための平滑手段を設けることが望ましい。

【0012】

【発明の実施の形態】図1は本発明の一実施形態であるFM-CWレーダ装置の構成を示すブロック図である。このFM-CWレーダ装置は、複数の素子アンテナからなる受信用アレーアンテナを備え、各素子アンテナの受信信号をデジタル演算により合成することによりアンテナビームの形成および走査を行うDBFレーダ装置でもある。つまり、各素子アンテナで受信した受信信号に対して適当な移相処理を施して合成することにより所望の方位にアンテナビームを形成する。そして、ビーム方位を順にずらしてゆくことによりビーム走査を達成する。素子アンテナ別の受信信号移相処理および合成処理はデジタル演算により行われる。すなわち、ディジタル・ビーム・フォーミング(DBF)技術を用いてアンテナビームの形成および走査が電子的に行われる。

【0013】このFM-CWレーダ装置は送信部1および受信部2を備える。送信部1は、中心周波数が $f_0$ （たとえば76GHz）の電圧制御型発振器(VCO)11と、バッファアンプ12と、送信アンテナ13と、RFアンプ14と、分配器15とを備えている。VCO11は、図示省略した変調制御手段から出力される制御電圧によって、 $f_0 \pm \Delta F/2$ の三角波周波数変調された被変調波（送信信号）を出力する。周波数変調幅 $\Delta F$ は例えば100MHz程度であり、変調周波数（三角波の周波数）は一例として数百Hz程度である。被変調波はバッファアンプ12で増幅され、送信アンテナ13から電磁波として広範囲に放射される。なお、分配器15で分波された送信信号の一部はRFアンプ14で増幅され受信検波用のローカル信号として出力される。

【0014】受信部2は、受信用アレーアンテナ21、切換スイッチ22、RFアンプ23、ミキサ24、アンプ25、フィルタ26、引き算回路27、A/D変換器28、デジタル信号処理部29、D/A変換器30およびスイッチコントローラ31を備えている。

【0015】受信用アレーアンテナ21は3個の素子アンテナを備え、各素子アンテナは切換スイッチ22の固定端子に接続されている。この例では簡単のために素子

アンテナ数を3個としたが、アンテナビームの生成精度を高めるためには、素子アンテナ数は大きいほど好ましい。車載用レーダ装置として利用する場合には、配置スペースの制約等もあるので、10個前後が平均的である。

【0016】切換スイッチ22は、素子アンテナと同数の固定端子とこれらのいずれかと選択的に接続される一つの可動端子とを備えている。切り換え動作は切換スイッチコントローラ31からの切換信号に基づいて行われ、3つの固定端子のいずれかと可動端子とが周期的に数MHz～数百MHzの高速で切り換えられる。

【0017】切換スイッチ22により周期的に素子アンテナの接続が切り換えられることにより可動端子から一列になって出力される受信信号は、RFアンプ23で増幅されミキサ24に輸入される。ミキサ24は、一列になった受信信号を送信信号とミキシングしてダウンコンバートし、数十から数百KHz程度の周波数を持つビート信号を生成する。

【0018】このビート信号はアンプ25で増幅されフィルタ26でFM-AM変換ノイズ以外の各種のノイズが除去される。フィルタ26から出力されたビート信号は引き算回路27に輸入され、後述するデジタル信号処理部29およびD/A変換器30で生成されたアナログ形式の合成FM-AM変換ノイズが引き算される。これにより、ビート信号から実質的にFM-AM変換ノイズが除去される。FM-AM変換ノイズが除去されたビート信号は、A/D変換器28でデジタルビート信号に変換されてデジタル信号処理部29に輸入される。

【0019】デジタル信号処理部29では、一列のデジタルビート信号を切換信号に同期した切換スイッチコントローラ31からの信号に基づいて、素子アンテナ別のデジタルビート信号に変換し、これを一時的に記憶する。このようにして得られた素子アンテナ別デジタルビート信号に対して種々の処理を施してターゲット情報すなわちターゲットの距離、相対速度、方位、幅等を取得する。

【0020】距離および相対速度については通常のFM-CWレーダ装置の探知原理により取得する。すなわち、変調サイクルのアップ区間およびダウン区間のビート周波数 $f_{b1}$ および $f_{b2}$ を次式(1)(2)に代入してターゲットの相対速度が零のときのビート周波数 $f_r$ および相対速度に基づくドップラ周波数 $f_d$ を求め、 $f_r$ および $f_d$ を次式(3)(4)に代入してターゲットの距離 $R$ と速度 $V$ を求める。

【0021】

$$f_r = (f_{b1} + f_{b2}) / 2 \quad \dots (1)$$

$$f_d = (f_{b2} - f_{b1}) / 2 \quad \dots (2)$$

$$R = (C / (4 \cdot \Delta F \cdot f_m)) \cdot f_r \quad \dots (3)$$

$$V = (C / (2 \cdot f_0)) \cdot f_d \quad \dots (4)$$

ここに、 $C$ は光の速度である。

【0022】また、方位については、DBF技術によるアンテナビームの電子走査により取得する。

【0023】デジタル信号処理部29はターゲット検出手段として機能する他に、ノイズ抽出手段およびノイズ合成手段としても機能する。ここに、ノイズ抽出手段とは、ビート信号に重畳された送信部1の周波数変調動作に起因するFM-AM変換ノイズを素子アンテナ別デジタルビート信号から素子アンテナ別にデジタル形式で抽出する手段である。また、ノイズ合成手段とは、ノイズ抽出手段で抽出されたデジタル形式の素子アンテナ別FM-AM変換ノイズを切換スイッチ22の切り換えタイミングおよび切り換え順に従ってサンプリングすることにより一列の合成FM-AM変換ノイズをデジタル形式で生成する手段である。

【0024】ノイズ抽出手段で生成されたデジタル形式の合成FM-AM変換ノイズは、D/A変換器30によってアナログ形式の合成FM-AM変換ノイズに変換され、引き算回路27においてビート信号から引き算される。

【0025】図2は本実施形態のFM-CWレーダ装置の動作タイミングを示すタイミングチャートであり、波形40および41は送信信号の三角波変調を示している。DBF合成計算等を含むターゲット検出処理のための1演算周期は100ms程度であり、1演算周期の先頭において三角波変調の1周期分のビート信号を取り込みA/D変換する。三角波変調の変調周波数は数百Hzであり、したがって、たとえば1周期は数ms程度である。

【0026】図3はビート信号の一例を示すものであり、横軸に時間、縦軸に電圧をとっている。図3(a)～図3(c)はそれぞれ各素子アンテナで受信した受信信号を個別に送信信号とミキシングしたと仮定した場合のビート信号であり、図3(d)は、切換スイッチ22によって一列に変換された受信信号を送信信号とミキシングしたときのビート信号である。

【0027】区間50は、図2の波形40あるいは41に相当する三角波変調の1周期分に相当し、左半分が周波数増加区間(アップ区間)、右半分が周波数減少区間(ダウン区間)となっている。この1周期における第1素子アンテナのビート信号は、図3(a)に示すように、アップ区間においてビート信号の包絡線は比較的高い電圧で直線的に単調減少し、ダウン区間において直線的に単調増加している。このような三角波変調の変調周期に同期した低周波成分がFM-AM変換ノイズ(三角波ノイズ)である。FM-AM変換ノイズは素子アンテナ毎に異なっており、第2素子アンテナのビート信号および第3素子アンテナのビート信号は、この例ではそれぞれ図3(b)および図3(c)に示すように、アップ区間において単調増加しダウン区間において単調減少している。

【0028】もしFM-AM変換ノイズが重畳されていなければ、素子アンテナ別の各ビート信号の包絡線は、いずれもほぼ同じ電圧レベルで水平になっている。しかし、実際には素子アンテナ別の各ビート信号は、図3(a)～図3(c)に示されているようにFM-AM変換ノイズが重畳されているのである。したがって、ミキサ24から出力される切り換えビート信号は図3(d)に示すような波形となる。図3(d)において、垂直に引かれた縞状の直線群は、ビート信号の切り換えの様子を模式化して示したものである。

【0029】つぎに、このようなFM-AM変換ノイズの除去手順を説明する。引き算回路27では、デジタル信号処理部29で生成されD/A変換器30でアナログ形式に変換された合成FM-AM変換ノイズを減算するのだが、最初の演算周期における合成FM-AM変換ノイズは零であるため、図3(d)に示すようなFM-AM変換ノイズが重畳されたままの切り換えビート信号が出力される。この切り換えビート信号はA/D変換器28でデジタル信号に変換されデジタル信号処理部29に入力される。

【0030】図4はデジタル信号処理部29内でなされる合成FM-AM変換ノイズの生成手順を示すものであり、各波形60、71～73、81～83、91～93および100は、アップ区間の信号波形を示している。波形60は、デジタル信号処理部29に入力されたデジタルビート信号のうちのアップ区間を示している。この信号はスイッチコントローラ31の切換信号に同期した信号を用いて、第1素子アンテナのデジタルビート信号71、第2素子アンテナのデジタルビート信号72、第3素子アンテナのデジタルビート信号73に分離される。

【0031】つぎに、各デジタルビート信号71～73に対して、デジタルローパスフィルタを掛けることによりビート信号レベルを低下させて、FM-AM変換ノイズ81～83を抽出する。デジタルローパスフィルタにてFM-AM変換ノイズを抽出する場合、カットオフ周波数を下げすぎると、FM-AM変換ノイズ(三角波ノイズ)自体が鈍ったり減衰したりするため、カットオフ周波数をある程度高めに設定せざるを得ない。その結果、FM-AM変換ノイズだけでなくビート信号もある程度残るため、揺らぎのあるノイズ抽出となる。

【0032】そこで、抽出されたFM-AM変換ノイズ81～83から近似直線を求めて揺らぎのない平滑なFM-AM変換ノイズ91～93を作り出す。なお、本実施形態のように周波数変調が直線的に単調増加と単調減少を繰り返す三角波変調である場合には通常は直線近似を求めることになるが、変調方法等によっては曲線近似する必要がある場合も考えられる。

【0033】このようにして求めた素子アンテナ別のFM-AM変換ノイズ91～93を切換スイッチ22の切

り換えタイミングおよび切り換え順に従ってサンプリングして、一系列の合成FM-AM変換ノイズ100を生成する。この合成FM-AM変換ノイズ100はデジタル形式のままなので、これをD/A変換器30に送ってアナログ形式に変換し、次の演算周期において取得したビート信号から減算する。

【0034】次の演算周期の際には、引き算回路27において合成FM-AM変換ノイズの引き算が行われるので、A/D変換器28ではほぼビート信号だけの状態でA/D変換することが可能となる。

【0035】なお、上記の説明では、説明を簡単にするために、初回の演算周期においてもA/D変換入力飽和しないものと仮定し、一回でFM-AM変換ノイズの抽出を達成している。しかし、本願発明の目的からA/D変換器28のダイナミックレンジはビート信号だけで使い切るように狭く設定されているので、一回のノイズ引き算処理でビート信号からFM-AM変換ノイズを除去できない。つまり、このようなダイナミックレンジの狭いA/D変換器を用いた場合には、初回の演算周期において取得したビート信号はFM-AM変換ノイズを含んだままA/D変換器28に入力されるので飽和し、後段で取得するFM-AM変換ノイズレベルも低くなってしまう。

【0036】しかし、この問題は、演算周期毎に引き算回路27での減算を繰り返すことにより、ノイズ成分の差分という形でノイズ抽出が行われ、徐々にFM-AM変換ノイズレベルを低下させることができるので、いずれは飽和なくA/D変換することが可能となる。

【0037】

【発明の効果】以上のように本発明のFM-CWレーダ装置によれば、ビート信号をA/D変換器に入力する前にFM-AM変換ノイズを実質的に除去するので、A/D変換器のダイナミックレンジをビート信号のために有効に利用することができ、ビート信号のS/Nの向上を図ることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施形態であるFM-CWレーダ装置の構成を示すブロック図。

【図2】変調周期と演算周期との関係を示すタイミングチャート。

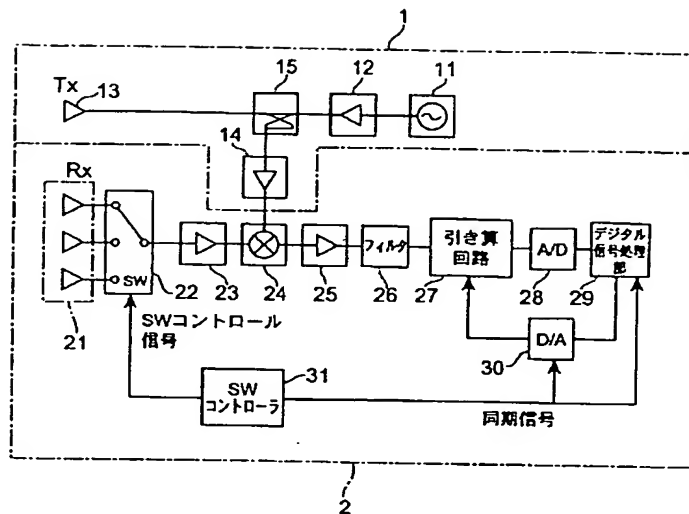
【図3】FM-AM変換ノイズが重畳されたビート信号を示す波形図。

【図4】FM-AM変換ノイズ抽出過程を示す図。

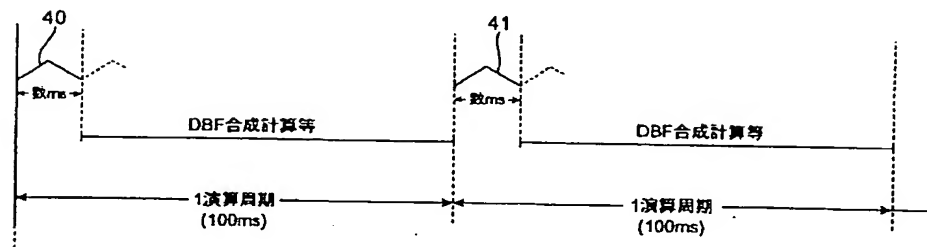
【符号の説明】

1…送信部、2…受信部、21…受信用アレーアンテナ、22…切換スイッチ、24…ミキサ、27…引き算回路、28…A/D変換器、29…デジタル信号処理部、30…D/A変換器、31…スイッチコントローラ。

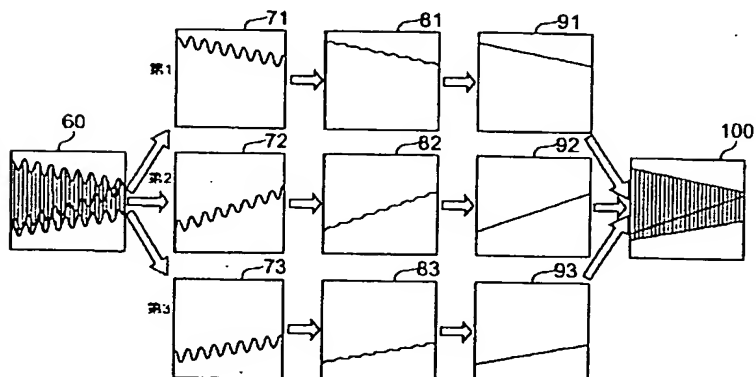
【図1】



【図2】



【図4】



【図3】

